

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-141836

(43)Date of publication of application : 17.05.2002

(51)Int.Cl.

H04B 1/707

H04B 7/26

(21)Application number : 2001-253428

(71)Applicant : ALCATEL

(22)Date of filing : 23.08.2001

(72)Inventor : DA ROCHA ALEXANDRE  
GUILBAUD MICHAEL

(30)Priority

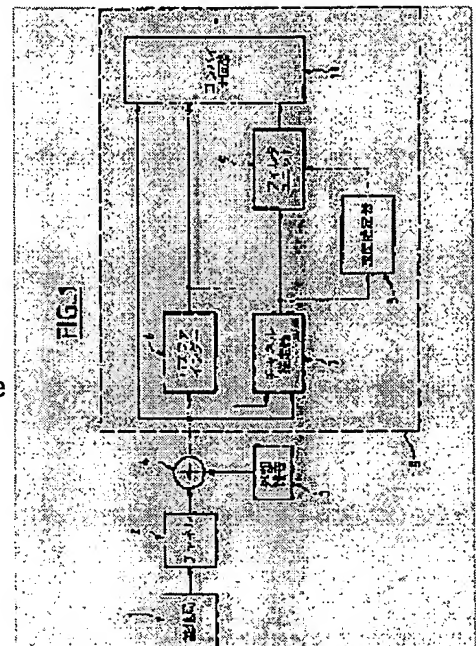
Priority number : 2000 200011118 Priority date : 31.08.2000 Priority country : FR

## (54) RECEIVER FOR MOBILE RADIO COMMUNICATION UNIT TO USE SPEED ESTIMATOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a receiver, with which propagation channel estimation is improved regardless of the speed of a mobile receiver unit while remarkably reducing complexity.

SOLUTION: In the receiver for a mobile radio communication unit for communicating with a base station through a propagation channel, this device is provided with a channel estimator, which is equipped with a path finder for determining the time delay in a multipath signal and can be composed of the bank of Wiener filters, for sending the estimate value of the propagation channel to a filter unit for optimizing the estimate value of the propagation channel and sending the estimate value of the propagation channel to a speed estimator for supplying the estimated speed of a mobile radio communication unit to the filter unit so that a suitable filter can be selected corresponding to the speed estimation.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2002-141836

(P2002-141835A)

(43)公開日 平成14年5月17日(2002.5.17)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

FI

テ-マ-ト\* (参考)

H04B 1/707

H 0 4 J 13/00

D 5 K 0 2 2

7/26

H04B 7/26

C 5K067

審査請求 未請求 請求項の数 8 OL 外国語出願 (全 27 頁)

(21)出願番号 特願2001-253428(P2001-253428)

(22)出題日 平成13年8月23日(2001.8.23)

(31)優先權主張番号 0011118

(32)優先日 平成12年8月31日(2000.8.31)

(33)優先権主張国 フランス (F R)

(71)出願人 391030332

アルカテル

フランス国、75008 パリ、リュ・ラ・ポ

エテイ 54

(72)発明者 アレクサンドル・ダ・ロシヤ

フランス国、92800・ピュトー、リュ・ポ

ール・ラフアルグ、14、レジダンス・ミネ  
ルブ・ドウジエーム

(74)代理人 100062007

弁理士 川口 義雄 (外5名)

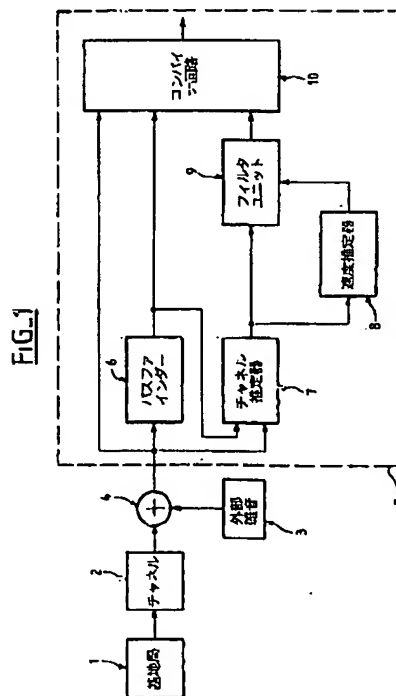
**最終頁に続く**

(54)【発明の名称】 速度推定器を使用する移動無線通信ユニット用の受信装置

(57) 【要約】

【課題】 複雑さを大幅に軽減しながら、移動受信器ユニットの速度に関わらず伝搬チャネル推定が向上する受信装置を提供すること。

【解決手段】 伝搬チャネルを介して基地局と通信する移動無線通信ユニット用の受信装置であって、マルチパス信号に伴う時間遅延を決定するためのパスファインダーを含み、ウィーナフィルタのバンクから構成することができ、かつ伝搬チャネルの推定値を最適化するフィルタユニットに伝搬チャネルの推定値を送り、また速度推定に対応して適切なフィルタを選択できるように移動無線通信ユニットの推定速度をフィルタユニットに供給する速度推定器に伝搬チャネルの推定値を送るチャンネル推定器を含む。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 伝搬チャネルを介して基地局と通信する移動無線通信ユニット用の受信装置であって、その入力に加えられたマルチパス信号に伴う時間遅延を決定するためのパスファインダーを含み、前記マルチパス信号がコンバイナ回路の第1入力とチャネル推定器の第1入力とに加えられ、前記パスファインダーの出力が前記コンバイナ回路の第2入力と前記チャネル推定器の第2入力とに接続され、前記チャネル推定器が、移動無線通信ユニットの速度に応じて前記コンバイナ回路の第3入力に前記伝搬チャネルの最適な推定値を提供するように調整されたフィルタユニットの第1入力に前記伝搬チャネルの推定値を提供し、前記受信装置は、前記移動無線通信ユニットの速度を推定するための速度推定器をさらに含み、前記速度推定器の入力が前記チャネル推定器の出力に接続され、かつ前記速度推定器の出力が前記フィルタユニットの第2入力に接続されており、これによって、推定速度に対応して適切なウィーナフィルタを選択するためにフィルタユニットに前記移動無線通信ユニットの推定速度を供給する受信装置。

【請求項2】 前記フィルタユニットが複数のウィーナフィルタによって構成されている請求項1に記載の装置。

【請求項3】 前記フィルタユニットの各ウィーナフィルタが前記移動無線通信ユニットの連続する速度の、異なる範囲に合致される請求項2に記載の装置。

【請求項4】 請求項1に記載の受信装置内で移動無線通信ユニットの速度を推定する方法であって、次式により、チャネル推定器から得られた2つのチャネル係数間の位相差を測定することによって前記速度を推定することからなる方法。

【数1】

$$V_{n,p} = c \cdot (\phi_{n+p} - \phi_n) / (2\pi \cdot f_c \cdot T_s)$$

上式で、 $V_{n,p}$ は、2つのチャネル係数の2つの位相間の差 $p$ を考慮して計算した、時間 $n$ における速度であり、

$c$ は光の速さ、

$f_c$ は搬送波周波数、

$T_s$ はチャネル係数のサンプリング期間、

$\phi_n$ は時間 $n$ におけるチャネル係数の位相、

$\phi_{n+p}$ は時間 $n+p$ におけるチャネル係数の位相である。

【請求項5】 請求項4に記載の方法であって、

a) 前記速度をマルチパス信号の電力プロファイルに応じて適応的に測定するステップと、

b) 位相変動を推定し、前記移動無線通信ユニットの前記速度の関数として測定される2つの位相間の差を調整し、それによって前記チャネル係数の平均推定エラーを低減するステップと、

c) 瞬間速度を計算するステップと、

d) フィルタによって前記瞬間速度を平均化するステップと、

e) 速度推定の収束時間を改善するステップとを含む方法。

【請求項6】 請求項5に記載の方法であって、ステップb)が差で除することによって平均推定エラーを低減させる方法。

【請求項7】 請求項5に記載の方法であって、ステップd)がローパスフィルタを使用することにある方法。

【請求項8】 請求項5に記載の方法であって、ステップe)がステップd)で使用されるフィルタの時定数を時間の関数として変えることにある方法。

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、速度推定器を使用する移動無線通信ユニット用受信装置に関する。

【0002】本発明は、より詳細には遠隔通信の分野、特に無線通信端末の分野に関する。

【0003】

【従来の技術】本出願は、2000年8月31日出願のフランス特許出願第00 11 118番に基づいており、参照によりその開示全体を本明細書に組み込み、その優先権を米国特許法の第119条により請求するものである。

【0004】無線通信端末では、移動受信器ユニットの受信器が受信した信号は、伝搬チャネルの変動により劣化する。この伝搬チャネルの変動は、主として移動受信器ユニットの速度に依存する。チャネル変動は、チャネル推定エラーをもたらす。これは、受信した信号が復号されるときにビットエラー率が著しく悪化するという好ましくない結果をもたらす。尚、移動受信器ユニットの速度に帰因する、受信器のアンテナによって受信された信号の振幅変動を考慮するため、無線通信端末の受信器構造内に伝搬チャネル推定器を設けることができる。

【0005】しかし、伝搬チャネル推定器は、チャネルのインパルス応答を精度よく決定するには不十分である。移動受信器ユニットの速度が上がると、伝搬チャネルがきわめて急速に変動するので、伝搬チャネル推定器は周波数および位相の変動を十分な精度で推定することができない。

【0006】特許明細書GB 2 276 064に記載の別法は、受信器内でウィーナフィルタを使用して構成されている。ウィーナフィルタは、有限インパルス応答を伴うデジタルフィルタである。ウィーナフィルタの出力信号の振幅はその入力信号の振幅に密接に関連している。換言すれば、ウィーナフィルタは、所与の時点の出力信号がその時点の入力信号のみに依存するフィルタである。

【0007】伝搬チャネル変動と、その結果として受信

器信号が劣化する問題を軽減するために、前述の特許では複数のウィーナフィルタを使用し、それぞれを移動受信装置の連続する速度の範囲に設定することを開示している。選択手段は、移動受信器ユニットの速度に応じて適切なウィーナフィルタを選択し、可能な限り最適な無線リンクを維持する。選択は、最大の出力電力を有するウィーナフィルタを検出することに基づく。前述の特許による教示によれば、受信器のすべてのウィーナフィルタを並列に使用し、次いで最大の出力電力を有するフィルタだけを選択することが必要である。したがって、適切なフィルタを選択するためには、受信器のすべてのウィーナフィルタを同時に動作させておく必要がある。

【0008】この点が前述の特許明細書によって提案されている解決法を非常に複雑化している。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】本発明の目的は、複雑さを大幅に軽減しながら、移動受信器ユニットの速度に関わらず伝搬チャネル推定が向上する受信装置を提案することによって、従来技術のこの欠点を緩和することである。

【0010】

【課題を解決するための手段】実際、どのような無線通信システムでも、移動受信器ユニットの速度を知ることにはサービス品質の向上にとって非常に重要である。移動受信器ユニットの速度は伝搬チャネルの変動を引き起こし、これがチャネル推定、ひいてはビットエラー率に直接影響する。

【0011】前記の目的を達成するために、本発明は、一方ではそれぞれが速度の一定範囲に設定されたウィーナフィルタのバンクを含み、他方では移動受信器ユニットの速度に応じて自動的かつ動的に適切なウィーナフィルタが構成できるように移動受信器ユニット速度推定器を含む移動無線通信ユニット用の受信装置を提案する。この速度推定器は、ウィーナフィルタのバンクに速度を示し、その結果その移動受信器ユニットの速度に適したウィーナフィルタが選択されるようにする。したがって、ウィーナフィルタは1つずつ動作する。

【0012】

【発明の実施の形態】本発明は、伝搬チャネルを介して基地局と通信する移動無線通信ユニット用の受信装置を提供するものであって、入力に加えられるマルチパス信号に伴う時間遅延を決定するパスファインダーを備え、このマルチパス信号はコンバイナ回路の第1入力とチャネル推定器の第1入力にも加えられ、パスファインダーの出力はコンバイナ回路の第2入力とチャネル推定器の第2入力に接続されている。チャネル推定器は、移動無線通信ユニットの速度に応じてコンバイナ回路の第3入力に伝搬チャネルの最適な推定値を送るように調整されたフィルタユニットの第1入力に伝搬チャネルの推定値を送り、この受信装置は、移動無線通信ユニットの速度

を推定するための速度推定器をさらに含み、その入力はチャネル推定器の出力部に接続され、その出力はフィルタユニットの第2入力に接続され、これによってフィルタユニットに移動無線通信ユニットの推定速度を送って推定速度に対応して適切なウィーナフィルタを選択する。

【0013】本発明は、伝搬チャネルを介して基地局と通信する受信装置内に移動無線通信ユニットの速度を推定する方法も提供する。この方法は、次式に従ってチャネル推定器から得られる2つのチャネル係数間の位相差を測定することによって速度を推定する。

【0014】

【数2】

$$V_{n,p} = c \cdot (\phi_{n+p} - \phi_n) / 2\pi \cdot f_c \cdot T_s$$

上式で、 $V_{n,p}$ は、2つのチャネル係数の2つの位相間の差 $p$ を考慮して計算した、時間 $n$ における速度であり、 $c$ は光の速さ、 $f_c$ は搬送波周波数、 $T_s$ はチャネル係数のサンプリング期間、 $\phi_n$ は時間 $n$ におけるチャネル係数の位相、 $\phi_{n+p}$ は時間 $n+p$ におけるチャネル係数の位相である。

【0015】本発明の他の特徴および利点は、図面を参照して提示される以下の具体的な実施形態の説明を読めばより明らかになろう。

【0016】図1に、移動遠隔通信システムがRAKE受信器を使用する本発明の一実施形態を概略的に示す。

【0017】基地局1は、そのカバーエリア内のすべての無線通信端末に対して全方向に信号を送信する。この無線波は伝搬チャネル2を介して送信される。伝搬チャネル2は、送信地点と受信地点の間の無線波の通る経路に対応している。送信される信号は、相加性白色ガウス雑音3の影響を受ける。伝搬チャネル2のインパルス応答の振幅値と時間遅延値は、特に環境すなわち関係する地球上の地域によって異なる。外部雑音3の処理は、伝搬チャネル2からの信号が外部雑音に加算される加算器4によってモデル化される。この方法でモデル化された信号は受信装置5に到達する。

【0018】この方法でモデル化された信号には必要な信号が含まれ、外部雑音が考慮されている。この信号は、パスファインダー回路6の信号入力と、チャネル推定器7の第1入力と、コンバイナ回路10の第1入力とに加えられる。パスファインダー回路6は、速度推定器7の第2入力とコンバイナ回路10の第2入力とに接続された出力を有する。

【0019】チャネル推定器7は、一方で、本発明の好ましい実施形態では複数のウィーナフィルタ、すなわちウィーナフィルタバンクによって構成されるフィルタユニット9の第1入力に接続され、他方で、移動受信器ユニットの速度推定器8の単一入力に接続された出力を有する。速度推定器8は、複数のウィーナフィルタによつ

て構成されるフィルタユニット9の第2入力に接続された出力を有する。

【0020】フィルタユニット9は、コンバイナ回路10の第3入力に接続された出力を有する。

【0021】パスファインダー回路6はチャネル推定器7と協働し、時間遅延、位相および振幅の面から伝送チャネルのプロファイルを決定する。

【0022】本発明による装置は実際、マルチパス伝搬を採用する無線通信システムの一部である。したがって、無線信号は1つまたは複数の経路に沿って伝搬し、その経路の1つは送信地点である基地局1と受信地点である受信器5とを結ぶ最短経路であり、その他の経路は、障害物があるため、受信器5に到達する前に最短経路を取る電波の位相と異なる位相で跳ね返る。反射波は、直接波が伝わるのとは異なる距離を移動するため、その位相が直接波に比して遅れる。

【0023】さらに、時間遅延を伴って到着した電波はより長い経路を通ってきた電波であり、結果的に減衰が大きく、すなわち、振幅が異なることになる。

【0024】したがって信号は、位相歪みと振幅歪みを伴って移動受信器ユニットに到着する。

【0025】次いでパスファインダー回路6の機能は、上述したマルチパス現象による信号送信における時間遅延を推定することである。そのために回路6は、各経路の電力推定から時間遅延を導き出す。パスファインダー回路6は、図2に示すように、マルチパス信号を入力で受信し、様々なアルゴリズムを使用して、当技術分野で周知の方法で処理した後、出力で一定時間にわたる信号の出力プロファイルを送る。回路6は、移動受信器ユニットのパイロットシーケンスと受信した信号とを対応させるための手段を特に使用する。

【0026】図2は、受信した信号の出力の振幅を時間遅延の関数として経路ごとに表わす図面である。時間遅延は横座標にプロットされており、各時間遅延値 $\tau_1$ 、 $\tau_2$ 、 $\tau_3$ 、 $\tau_4$ 、 $\tau_5$ 、 $\dots$ 、 $\tau_i$ に対応する出力振幅が縦座標にプロットされている。表わされた信号は同じ情報を伝達し、単に時間、位相および振幅の差を伴って受信器に到達するだけである。一般に、所与の経路上の時間遅延が大きいほど、受信器で受信された信号の電力振幅の減衰は大きくなる。たとえば、受信した信号の電力は、累積時間遅延 $\tau_i$ を有する経路では第1の経路と比較して振幅が小さい。すなわち、電波 $i$ は長い経路をとり、かつ/または環境による減衰を受けてから受信器ユニットに到達する。これらの経路について以下では考慮しない。実際、他のアルゴリズムを用いて特定の閾値を固定し、雑音よりも大きな電力レベルを有する経路、すなわち基地局1と受信器5との間の通信を維持するために使用しなければならない経路だけを保持する決定が行われている。

【0027】パスファインダー回路6によって実行され

た処理によって様々な時間遅延が決定された後、チャネル推定器7が加わり、伝搬チャネルのインパルス応答の第1推定値を送る。換言すれば、チャネル推定器7の機能は各経路の振幅と位相を決定することである。この目的を満たすには、チャネル推定器7の入力部がマルチパス信号と、パスファインダー回路6によって計算された時間遅延とを受信しなければならない。したがって、パスファインダー回路6は、図2を参照しながら説明した様々な経路 $\tau_1$ 、 $\tau_2$ 、 $\tau_3$ 、 $\tau_4$ 、 $\tau_5$ 、 $\dots$ 、 $\tau_i$ に関する時間遅延の値をチャネル推定器7に送る必要がある。実際、チャネル推定器7は、各経路に関する信号の振幅と位相を決定できるためには、各経路の時間遅延 $\tau$ の値を知る必要がある。

【0028】前記データに基づいて、チャネル推定器7は、 $\tau_1$ 、 $\tau_2$ 、 $\dots$ 、 $\tau_i$ のところに経路があることを知得する。次いでチャネル推定器7は、時間 $\tau_1$ 、 $\tau_2$ 、 $\dots$ 、 $\tau_i$ でマルチパス信号の振幅と位相を計算する。さらに各経路に関する振幅と位相が係数によって表わされる。

【0029】次いで振幅係数および位相係数は速度推定器8に送られる。速度推定器8は、チャネル推定器7によって計算された経路係数を使用して移動受信器ユニットの速度を推定する。別の実施形態では、速度推定器は、すべての経路を使用するのではなく、最大電力を有する経路を使用して移動ユニットの速度を推定することができる。

【0030】振幅係数および位相係数は、移動受信器ユニットの速度に帰因するドップラー効果に応じて変動する位相を有する。したがって速度推定器8は、移動受信器ユニットの速度と密接に関係する位相変動を測定する。次に、図5および6を特に参照しながら、速度推定器の動作について詳述する。

【0031】次いで速度推定器8は、この実施形態では複数のウィーナフィルタで構成されているユニット9に移動受信器ユニットの速度推定値を送る。この速度推定値から最も適切なウィーナフィルタ係数が推定される。実際、1つのフィルタが速度ごとに対応している。ウィーナフィルタの目的はチャネル係数をフィルタリングすることである。

【0032】速度に応じてフィルタを割り当てるには様々な方法がある。理論的には、各速度に適したウィーナフィルタが要求されることになる。しかし、この種の解決法は、正確に速度に一致するフィルタを発見するのに長い計算を要し、したがって処理時間の点で高価である。

【0033】次いでウィーナフィルタのバンクが使用され、各フィルタは連続する速度の、異なる範囲に合致される。移動受信器ユニットの速度が所定の速度範囲内にある時は特別のフィルタが使用される。

【0034】図3に、本発明の好ましい実施形態でウィ

ーナフィルタを割り当てるための機構を示す。図3に、移動受信器ユニットの様々な速度 $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3 \dots V_n$ 、 $V_{n+1}$ を表わす速度の目盛りを示す。したがって、移動の速度が $V_1$ と $V_2$ を含まずに速度範囲 $[V_1, V_2]$ 内にある場合、使用する適切なウィーナフィルタはFW1であり、移動の速度が $V_2$ と $V_3$ を含まずに速度範囲 $[V_2, V_3]$ 内にある場合、使用する適切なウィーナフィルタはFW2であるので、移動の速度が $V_n$ および $V_{n+1}$ を含まずに速度範囲 $[V_n, V_{n+1}]$ にある場合、使用する適切なウィーナフィルタはフィルタFW $n$ になる。

【0035】結果として、ウィーナフィルタのバンクを備えるユニット9に移動受信器ユニットの速度の推定値を送る速度推定器8があることによって、速度に適したウィーナフィルタを自動的に構成することができる。このようにして、使用されるウィーナフィルタのパラメータは速度推定によって設定される。

【0036】速度推定器8によってこのように選択されたウィーナフィルタは、次いでその速度に適した方法で、チャネル推定器7からのチャネル係数をフィルタリングする。このフィルタリングによって、フィルタされたチャネル係数が得られ、それによってチャネル係数の推定エラーが訂正される。

【0037】その後、フィルタリングによってチャネル推定エラーが軽減された後で、コンバイナ回路10は、すべての前述の経路を一貫した方法、すなわち位相エラーと時間遅延を訂正する方法で単一経路に結合する。コンバイナ回路10は、後から遅延を有して到達する信号を処理するために、最初に到達した信号を遅らせ、位相が訂正された状態で信号をすべて同時に結合できるようにする。

【0038】したがって、コンバイナ回路10の入力は、マルチパス信号と、パスファインダー回路6によって計算された時間遅延と、フィルタユニット9でウィーナフィルタのフィルタリングを受けたチャネル推定器7からのチャネル推定値とを受信することが必要である。

【0039】コンバイナ回路10の出力で信号が得られ、これが一貫して最大電力で結合されているため、位相エラーは伴わない。次いで、データビットを回復するために復調を開始できる。

【0040】本発明による受信装置は、速度推定器によってパラメータが設定されるウィーナフィルタを使用し、従来技術の受信装置よりも速に受信が改善する。これについては図4を参照しながら説明する。図4に、移動受信器ユニットが時速37.5キロメートルで移動している時の、移動受信器ユニットの受信アンテナにおける信号/雑音(エネルギービット/雑音)比 $E_b/N_o$ に応じたビットエラー率(BER)に関する性能を示す。このエラー率は、移動受信器ユニットが受信するデジタル信号のエラーの百分率を表わしている。

【0041】図4では、第1の曲線S1は、パラメータが速度推定器によって、すなわち本発明に従って、設定されている、ウィーナフィルタが移動受信器ユニットに使用されている場合の、比率 $E_b/N_o$ の関数としてのBERの点からみた性能に対応している。第2の曲線S2は、時速37.5キロメートルに正確に一致する理想的なフィルタが移動受信器ユニットで使用されている場合の、比率 $E_b/N_o$ の関数としてのBERの点からみた性能に対応している。曲線S1とS2は同じである。最後に、曲線S3は、ウィーナフィルタが使用されない場合の、比率 $E_b/N_o$ の関数としてのBERの点からみた性能に対応している。

【0042】例としてBER $10^{-3}$ を想定する。BER $10^{-3}$ とは、サービスの要求品質が、1000ビットにつき誤りのデータビット1つの割合に相当するということである。

【0043】BER $10^{-3}$ では、速度推定器によってパラメータが設定されたウィーナフィルタを使用した状況を表わす曲線S1の信号/雑音比 $E_b/N_o$ は、7.2デシベルである。理想的なフィルタを表わす曲線S2でも、比率 $E_b/N_o$ はBER $10^{-3}$ に対して7.2デシベルである。したがって、速度推定器によってパラメータが設定されるウィーナフィルタを使用することによって理想的なフィルタと同じ性能が得られる。

【0044】対照的に、ウィーナフィルタを使用しない状況を表わす曲線S3については、比率 $E_b/N_o$ は7.7デシベルである。つまり、曲線S1よりも0.5デシベル劣る。したがって、この場合、同じサービス品質を得るには、基地局および移動体に高い送信電力を供給することが必要になる。

【0045】速度推定器によってパラメータが設定されるウィーナフィルタ、すなわち本発明によるウィーナフィルタは、移動受信器ユニット内で使用すると、時速37.5キロメートルで0.5デシベルの電力が節約され、したがって、基地局はより低い電力での送信が可能になる。この現象は、基地局に対するユーザ数が送信電力と密接に関係するUMTS(Universal Mobile Telecommunications System)規格で特に重要である。結果的に、送信電力が低いほど同じ基地局のユーザ数が増える。

【0046】次に、図5および6を特に参照して速度推定器について詳述する。速度は、いかなる伝搬チャネルにも適した単純な処理によって推定される。

【0047】サービス品質を向上させるためには、移動受信器ユニットの速度を知ることが非常に重要である。実際、移動受信器ユニットの速度によってチャネル変動が生じ、これはチャネル推定値、したがってビットエラー率BERに直接的な影響を及ぼす。受信品質を向上させるためには、チャネル推定を使用し、これに伝搬チャネルのインパルス応答のウィーナフィルタによるフィル

タリングが続く。しかし、高度な処理性能を得る場合には、使用するウィナフィルタを移動受信器ユニットの速度に一致させなければならない。このため、本発明では、受信装置に速度推定器を使用して、使用すべきウィナフィルタのパラメータを設定する。

【0048】本発明による方法は、よく知られているドップラー周波数の原理に基づいている。これは、移動受信器ユニットの速度に関係する。移動受信器ユニットの速度は伝搬チャネルの変動に関係しており、この変動は信号の歪み、具体的には位相変動を生じさせる。

$$V_{n,p} = c(\phi_{n+p} - \phi_n) / 2\pi f_c T_s$$

式1

上式で、 $V_{n,p}$ は、2つのチャネル推定器の位相間の位相差 $p$ を考慮して計算した、時間 $n$ における瞬間速度であり、 $c$ は光の速さ、 $f_c$ はUMTSシステムの2GHz程度の搬送波周波数、 $T_s$ はチャネル係数のサンプリング間隔であり、この例では666マイクロ秒を表し、 $\phi_n$ は時間 $n$ におけるチャネル係数の位相、 $\phi_{n+p}$ は時間 $n+p$ におけるチャネル係数の位相である。

【0051】したがって、この方法で速度を推定するためには、まずチャネル推定器からのチャネル係数を記憶する必要がある。

【0052】本発明による速度推定方法の第1のステップは、図2に示すマルチパス信号の電力プロファイルに応じて速度の測定を適応的に行うことにある。実際、信号/雑音比 $E_b/N_0$ が低すぎると、信号を雑音から識別することができない。この場合、この速度測定値は代表的な値ではなく、完全に誤った値である可能性もある。

【0053】移動受信器ユニットの代表的な速度を推定するためには、図2に示すように速度を経路 $i$ ごとに測定する。経路ごとのこの速度測定は、式1に従って行われる。すべての経路を考慮することができるが、数本の経路だけを考慮することもできる。

【0054】次いで、各経路の推定速度を電力の関数として重み付けすることによって速度の最終推定値が得られる。したがって、次式により、マルチパス信号の電力プロファイルの関数として様々な速度が結合される。

【0055】

【数4】

$$\hat{V}_{n,p} = \frac{\sum_{i=1}^N \hat{V}_{n,p,i} \cdot a_i}{\sum_{i=1}^N a_i}$$

上式で、

【0056】

【数5】

【0049】したがって、速度を推定する方法は、2つのチャネル係数間の位相差を計算することによってドップラー周波数を測定することにある。本発明による方法では、2つのチャネルのインパルス応答間の位相差を測定するため、チャネル推定器からのチャネルインパルス応答を使用する。チャネル推定位相差と移動受信器ユニットの速度との関係を次式1に示す。

【0050】

【数3】

$$\hat{V}_{n,p}$$

は、様々な経路 $i$ で実施した測定から抽出した速度

【0057】

【数6】

$$\hat{V}_{n,p,i}$$

を用いて得られる瞬間速度の推定値であり、 $-a_i$ は、各経路 $i$ の電力の振幅に応じて計算される、0と1との間の係数である。

【0058】係数 $a_i$ を計算するために、一次フィルタを使用して経路ごとに平均電力を測定することができ。したがって、各係数 $a_i$ は、経路 $i$ の平均電力 $P_{i,avg}$ および瞬間電力 $P_{i,int}$ の関数として計算される。平均電力に関する特定の閾値より瞬間電力が低い場合には、対応する推定速度は考慮されない。

【0059】したがって、この第1のステップでは、マルチパス信号の電力プロファイルを考慮して速度が推定される。

【0060】経路ごとに速度を推定するにはいくつかの操作が必要となる。

【0061】したがって第2のステップは、位相変動の推定と、移動の速度に応じて $p$ を調整する。値 $p$ は、位相差を計算するために測定する2つの位相間のサンプル数で表わされる差に対応する。1つは時間 $n$ で採取し、もう1つは時間 $n+p$ で採取する。移動の速度に応じて変動する $p$ によって、ドップラー周波数の変動に関わらず、すべての環境下で位相変動を計算することが可能になる。

【0062】図5に、速度 $V$ の関数としての $p$ の変動を示す。 $p$ の値は、 $P_{min}$ と $P_{max}$ の間であり、速度の値に依存する。速度 $V$ が低いと $p$ は大きくなり、 $P_{max}$ に等しくなる。その後、速度が高まるにつれて、 $p$ は値 $P_{min}$ まで低下する。

【0063】 $p$ の値は、 $A$ と $B$ を定数、 $p$ を整数とする $p = A \cdot V_{n,p} + B$ の形式の一次関数を用いて計算することができる。 $p$ と速度のこの関係は一例として示すものであり、本発明を限定するものではないことに留意

されたい。速度の関数としての $p$ の変動を確立する他のいかなる式を想定することも可能である。

【0064】その結果、 $p$ を速度に一致するとして、 $p$ に等しいサンプル数だけ間隔のあいた2つのチャンネル係数を使用して速度を測定することによって、チャンネル係数上の相加性白色ガウス雑音による平均推定エラーが低減される。平均エラーの低減を次式に示す。

【0065】

【数7】

$$\hat{V}_{n,p} = V_{n,p} + K \cdot (\varepsilon + n) / p$$

上式で、

— $\varepsilon$ は速度に依存する平均推定エラーであり、

— $n$ はガウス雑音であり、

— $K = c / (2\pi \cdot f_c \cdot T_s)$

【0066】

【数8】

$$\hat{V}_{n,p}$$

は、時間 $n$ における速度の推定値であり、 $V_{n,p}$ は実際の速度である。したがって、速度推定値は、実際の速度に一定のエラーを加えたものに等しい。

【0067】ここで $p$ は平均エラーの除数である。 $p$ で除することによって平均エラーは減少する。

【0068】第3のステップは、前記の数式1によって瞬間速度を計算する。

【0069】第4のステップは、雑音 $n$ を制限するためのフィルタを使用して瞬間速度の推定値を平均化することにある。本発明の好ましい実施形態では、このフィルタリングは、時定数 $\delta$ を有するローパスフィルタによって適用できる。

【0070】最後に、第5のステップは、アルゴリズムが開始された時にその収束を改善する。

【0071】図6にこの第5ステップを示す。図6は、時間、より正確にいうならばタイムスライスに応じた、前ステップで使したローパスフィルタの時定数 $\delta$ の変動を示している。実際、前述のとおりチャンネル推定器か

らのチャンネル係数は離散的であるため、増分 $T_s$ によってサンプリングする。

【0072】したがって、時定数 $\delta$ は、 $\tau_{min}$ と $\tau_{max}$ との間で変動する。初めは時定数 $\delta_{min}$ が低い。これは高速収束に対応し、平均速度ステップの値をきわめて迅速に達成することを可能にする。その後、 $\delta$ の値は値 $\delta_{max}$ までタイムスライスに応じて増加し、それによって雑音による変動は低減される。

【0073】したがって瞬間速度フィルタの時定数の動的管理は、タイムスライスの数においてアルゴリズムの収束を改善する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態における移動無線通信システムのRAKE受信器の図である。

【図2】時間遅延の関数としての、受信信号の電力の振幅を経路ごとに示す図である。

【図3】本発明の好ましい実施形態でウィーナフィルタを割り当てるための機構を示す図である。

【図4】信号／雑音比の関数としてビットエラー率の点からみた性能を示す図である。

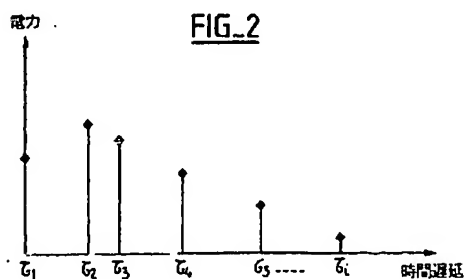
【図5】移動受信器ユニットの速度に応じて測定する2つの位相間の差の変動を示す図である。

【図6】本発明による方法で使用するローパスフィルタの時定数の、時間に応じた変動を示す図である。

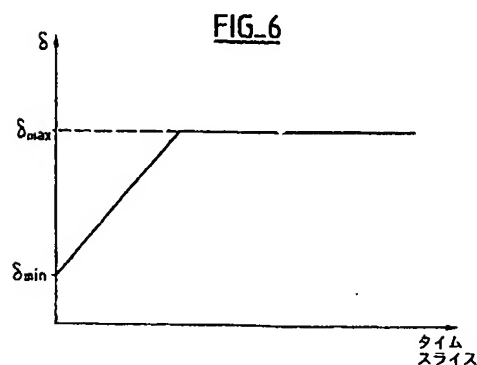
【符号の説明】

- 1 基地局
- 2 チャンネル
- 3 外部雑音
- 4 加算器
- 5 受信装置
- 6 パスファインダー
- 7 チャンネル推定器
- 8 速度推定器
- 9 フィルタユニット
- 10 コンバイナ回路

【図2】

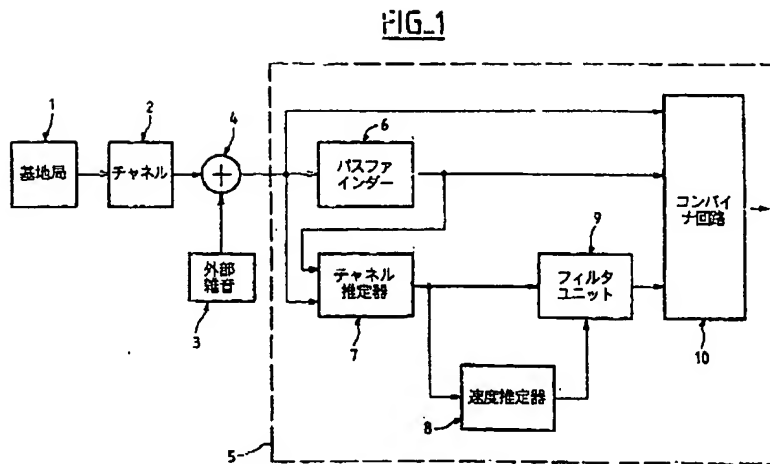


【図6】

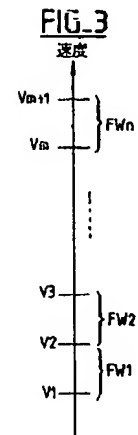




【図1】

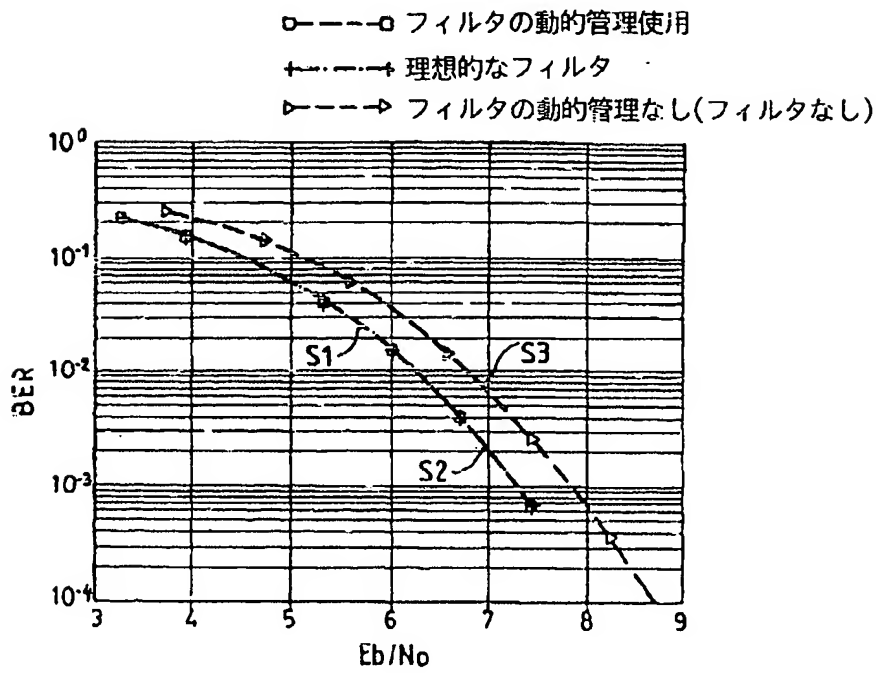


【図3】



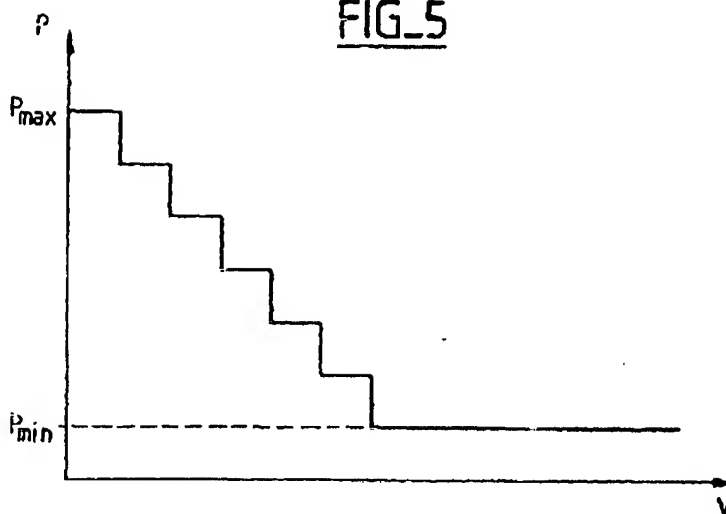
【図4】

FIG\_4



【図5】

FIG. 5



フロントページの続き

(72)発明者 ミカエル・ギュボー  
フランス国、95100・アルジヤントウイユ  
リュ・アルフレッド・ラブリエール、74  
レジダンス・ア・エル・ジ・テーセ・アツ  
シュ・525

Fターム(参考) 5K022 EE01  
5K067 DD46 EE02 EE23 FF05 HH21  
LL11

【外国語明細書】

**1. Title of Invention**  
**A RECEIVER DEVICE FOR A MOBILE RADIOCOMMUNICATION**

**UNIT EMPLOYING A SPEED ESTIMATOR**

**2. Claims**

1. A receiver device for a mobile radiocommunication unit communicating with a base station via a propagation channel comprising a pathfinder for determining time-delays associated with a multipath signal applied to its input, said multipath signal being also applied to a first input of a combiner circuit and to a first input of a channel estimator, the output of said pathfinder being connected to a second input of said combiner circuit and to a second input of said channel estimator, which channel estimator provides an estimate of said propagation channel to a first input of a filter unit, adapted to provide an optimum estimate of said propagation channel to a third input of said combiner circuit as a function of the speed of the mobile radiocommunication unit, wherein said receiver device further includes a speed estimator for estimating the speed of said mobile radiocommunication unit, whose input is connected to the output of said channel estimator and whose output is connected to a second input of said filter unit, thereby supplying to it the estimated speed of said mobile radiocommunication unit in order to select the appropriate Wiener filter corresponding to the estimated speed.
2. The device claimed in claim 1, wherein said filter unit is made up of a plurality of Wiener filters.
3. The device claimed in claim 2, wherein each Wiener filter of said filter unit is matched to a different range of contiguous speeds of said mobile radiocommunication unit.

4. A method of estimating the speed of a mobile radiocommunication unit in a receiver device claimed in claim 1, which method consists of estimating said speed by measuring the phase difference between two channel coefficients obtained from a channel estimator in accordance with the following equation:

$$V_{n,p} = c \cdot (\phi_{n+p} - \phi_n) / (2\pi \cdot f_c \cdot T_s)$$

in which:

$V_{n,p}$  is the speed at time  $n$ , calculated with a difference  $p$  between the two phases of the two channel coefficients taken into consideration,

$c$  is the speed of light;

$f_c$  is the carrier frequency,

$T_s$  is the sampling period of the channel coefficients,

$\phi_n$  is the phase of the channel coefficient at time  $n$ , and

$\phi_{n+p}$  is the phase of the channel coefficient at time  $n+p$ .

5. The method claimed in claim 4, which includes the following steps:
- adaptively measuring said speed as a function of the power profile of a multipath signal;
  - estimating the phase variation and adapting the difference between the two phases to be measured as a function of said speed of said mobile radiocommunication unit, so as to reduce the average estimation error of said channel coefficients;
  - calculating the instantaneous speed;
  - averaging said instantaneous speed by means of a filter; and
  - improving the convergence time of the speed estimate.
6. The method claimed in claim 5, wherein step b) reduces the average estimation error by dividing it by the difference.
7. The method claimed in claim 5, wherein step d) consists in using a low-pass filter.
8. The method claimed in claim 5, wherein step a) consists in varying the time constant of the filter used in step d) as a function of time.

### 3. Detailed Description of Invention

#### CROSS-REFERENCE TO RELATED APPLICATIONS

This application is based on French Patent Application No. 00 11 118 filed August 31, 2000, the disclosure of which is hereby incorporated by reference thereto in its entirety, and the priority of which is hereby claimed under 35 U.S.C. §119.

#### BACKGROUND OF THE INVENTION

##### Field of the invention

The present invention relates to a receiver device for a mobile radiocommunication unit employing a speed estimator.

The invention relates more particularly to the field of telecommunications and especially to the field of radiocommunication terminals.

##### Description of the prior art

In radiocommunication terminals, the signals received by the receiver of a mobile receiver unit are degraded because of propagation channel variations. The propagation channel variations depend mainly on the speed of the mobile receiver unit. The channel variations lead to a channel estimation error. The unwelcome consequence of this is that the bit error rate is significantly degraded when the received signal is decoded. Also, a propagation channel estimator can be provided in the structure of the receiver of the radiocommunication terminal in order to take account of amplitude variations of the signal received by the antenna of the receiver due to the speed of the mobile receiver unit.

However, the propagation channel estimator is insufficient for determining the impulse response of the channel with good accuracy. When the speed of the mobile receiver unit increases, the propagation channel varies too quickly for the propagation channel estimator to be able to estimate the frequency and phase variations with sufficient accuracy.

An alternative set out in the patent document GB 2 276 064 consists of using Wiener filtering in the receiver. A Wiener filter is a digital filter with a finite impulse response. The amplitude of the output signal of a Wiener filter is closely related to that of the input signal. In other words, a Wiener filter is a filter in which the output signal at a given time depends only on the input signal at that time.

To alleviate the problem of propagation channel variation and the resulting degraded receiver signals, the patent previously cited discloses the use of a plurality of Wiener filters, each set for a range of contiguous speeds of the mobile receiver

device. Selector means select as a function of the speed of the mobile receiver unit the appropriate Wiener filter for maintaining the best possible radio link. Selection is based on detecting the Wiener filter that has the highest output power. According to the teaching of the patent previously cited, it is necessary to use all the Wiener filters of the receiver in parallel and then to select only the filter with the highest output power. Thus all the Wiener filters of the receiver need to be operating at the same time in order to select the right filter.

This makes the solution proposed by the patent document previously cited very complex.

Also, the object of the invention is to alleviate the drawbacks of the prior art by proposing a receiver device whose complexity is very greatly reduced, whilst improving the propagation channel estimates regardless of the speed of the mobile receiver unit.

In fact, for any radiocommunication system, knowing the speed of the mobile receiver unit is very important for improving the quality of service. The speed of the mobile receiver unit induces propagation channel variations which have a direct impact on the channel estimate and consequently on the bit error rate.

To achieve the above object, the invention proposes a receiver device for a mobile radiocommunication unit that includes, on the one hand, a bank of Wiener filters each set for a particular range of speeds and, on the other hand, a mobile receiver unit speed estimator so that the appropriate Wiener filter can be configured automatically and dynamically as a function of the speed of the mobile receiver unit. The speed estimator provides a speed indication to the bank of Wiener filters and therefore enables the Wiener filter suitable for the speed of the mobile receiver unit to be selected. Thus only one Wiener filter operates at a time.

#### SUMMARY OF THE INVENTION

The present invention provides a receiver device for a mobile radiocommunication unit communicating with a base station via a propagation channel comprising a pathfinder for determining time-delays associated with a multipath signal applied to its input, the multipath signal being also applied to a first input of a combiner circuit and to a first input of a channel estimator, the output of the pathfinder being connected to a second input of the combiner circuit and to a second input of the channel estimator, which channel estimator provides an estimate of the propagation channel to a first input of a filter unit, adapted to provide an optimum estimate of the propagation channel to a third input of the combiner circuit

as a function of the speed of the mobile radiocommunication unit, which receiver device further includes a speed estimator for estimating the speed of the mobile radiocommunication unit, whose input is connected to the output of the channel estimator and whose output is connected to a second input of the filter unit, thereby supplying to it the estimated speed of the mobile radiocommunication unit in order to select the appropriate Wiener filter corresponding to the estimated speed.

The invention also provides a method of estimating the speed of a mobile radiocommunication unit in a receiver device communicating with a base station via a propagation channel, which method consists in estimating the speed by measuring the phase difference between two channel coefficients obtained from a channel estimator in accordance with the following equation:

$$V_{n,p} = c \cdot (\phi_{n+p} - \phi_n) / 2\pi \cdot f_c \cdot T_s$$

in which:

$V_{n,p}$  is the speed at time  $n$ , calculated with a difference  $p$  between the two phases of the two channel coefficients taken into consideration,

$c$  is the speed of light;

$f_c$  is the carrier frequency,

$T_s$  is the sampling period of the channel coefficients,

$\phi_n$  is the phase of the channel coefficient at time  $n$ , and

$\phi_{n+p}$  is the phase of the channel coefficient at time  $n+p$ .

Other features and advantages of the invention will become more clearly apparent on reading the following description of one particular embodiment, which is given with reference to the drawings.

Figure 1 therefore shows diagrammatically an embodiment of the present invention in which a mobile telecommunication system uses a rake receiver.

A base station 1 transmits signals in all directions to all radiocommunication terminals inside its coverage area. The radio waves are transmitted via a propagation channel 2. The propagation channel 2 corresponds to the path followed by the radio waves between their point of transmission and their point of reception. The signals transmitted are affected by Gaussian additive white noise 3. The amplitude and time-delay values of the impulse response of the propagation channel 2 are a function in particular of the environment, i.e. of the region of the globe concerned. The processing of the external noise 3 is modeled by an adder 4 in which the signal from the propagation channel 2 is added to the external noise 3. The signal modeled in this way reaches a receiver device 5.

The signal modeled in this way includes the wanted signal and takes account of the external noise. It is applied to the single input of a pathfinder circuit 6, to a first input of a channel estimator 7, and to a first input of a combiner circuit 10. The pathfinder circuit 6 has an output connected to a second input of the speed estimator 7 and to a second input of the combiner circuit 10.

The channel estimator 7 has an output connected, on the one hand, to a first input of a filter unit 9 which, in a preferred embodiment of the invention, is made up of a plurality of Wiener filters, i.e. constitutes a Wiener filter bank, and, on the other hand, to a single input of a mobile receiver unit speed estimator 8. The speed estimator 8 has an output connected to a second input of the filter unit 9 consisting of a plurality of Wiener filters.

The filter unit 9 has an output connected to a third input of the combiner circuit 10.

The pathfinder circuit 6 cooperates with the channel estimator 7 to determine the profile of the transmission channel in terms of its time-delay, phase and amplitude.

In fact, the device according to the invention is part of a radiocommunication system employing multipath propagation. The radio signal therefore propagates along one or more paths, one of which is the shortest path connecting the point of transmission, the base station 1, to the point of reception, the receiver 5, and the others of which are due to obstacles from which the waves



ricochet before reaching the receiver 5 with phases different from that of the wave that took the shortest path. The reflected waves travel distances different from that traveled by the direct wave and their phases therefore lag relative to the phase of the direct wave.

What is more, the waves arriving with a time-delay have taken a longer path and are consequently more attenuated, which means that their amplitudes are different.

The signal therefore reaches the mobile receiver unit with phase and amplitude distortion.

The function of the pathfinder circuit 6 is then to estimate the time-delays in the transmission of the signals due to the multipath phenomenon explained hereinabove. To do this, the circuit 6 deduces the time-delays from a power estimate for each path. The pathfinder circuit 6 receives at its input the multipath signal and delivers at its output, after processing in a manner that is known in the art, using various algorithms, the power profile of the signal over a certain time, as shown in figure 2. The circuit 6 uses in particular means for correlating the pilot sequence of the mobile receiver unit with the received signal.

Figure 2 is a diagram representing for each path the amplitude of the powers of the received signals as a function of the time-delays. The time-delays are plotted on the abscissa axis and for each time-delay value  $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4, \tau_5, \dots, \tau_i$  there is a corresponding power amplitude plotted on the ordinate axis. The signals represented convey the same information, and simply arrive at the receiver with time, phase and amplitude differences. Usually, the greater the time-delay on a given path, the greater the attenuation of the power amplitude of the signal received at the receiver. For example, the power of the received signal has a lower amplitude for the path that has a cumulative time-delay  $\tau_i$  relative to the first path, which means that the wave  $i$  has taken a long path and/or been subjected to attenuation due to the environment before reaching the mobile receiver unit. These paths are not taken into account hereinafter. In fact, by means of other algorithms, a decision is taken to fix a particular threshold and to retain only paths that have a power level greater than the noise, i.e. those which must be used to maintain communication between the base station 1 and the receiver 5.

Once the various time-delays have been determined, by means of the processing carried out by the pathfinder circuit 6, the channel estimator 7 comes into play and supplies a first estimate of the impulse response of the propagation channel.

In other words, the function of the channel estimator 7 is to determine the amplitude and the phase of each path. To meet this objective, it is necessary for the input of the channel estimator 7 to receive the multipath signal and the time-delays calculated by the pathfinder circuit 6. The values of the time-delays for the various paths  $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4, \tau_5, \dots, \tau_i$ , as discussed with reference to figure 2, must therefore be supplied to the channel estimator 7 by the pathfinder circuit 6. In fact, the channel estimator 7 must know the value of the time-delay  $\tau$  of each path in order to be able to determine the amplitude and the phase of the signal for each path.

Based on the above data, the channel estimator 7 knows that there is a path at  $\tau_1$ , at  $\tau_2$ , . . . at  $\tau_i$ . It then calculates the amplitude and the phase of the multipath signal at times  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_i$ . The amplitude and the phase for each path are then represented by a coefficient.

The amplitude and phase coefficients are then supplied to the speed estimator 8. The speed estimator 8 uses the path coefficients calculated by the channel estimator 7 to estimate the speed of the mobile receiver unit. In a different embodiment, the speed estimator could use the path having the highest power to estimate the speed of the mobile unit, rather than using all the paths.

The amplitude and phase coefficients have a phase that varies as a function of the Doppler effect due to the speed of the mobile receiver unit. The speed estimator 8 therefore measures the phase variation, which is closely related to the speed of the mobile receiver unit. The operation of the speed estimator is described in detail next with reference to figures 5 and 6 in particular.

The speed estimator 8 then supplies the estimate of the speed of the mobile receiver unit to the unit 9 which, in this embodiment, comprises a plurality of Wiener filters. The most appropriate Wiener filter coefficients are deduced from the speed estimate. In fact, there is one filter that corresponds to each speed. The objective of the Wiener filtering is to filter the channel coefficients.

There are various ways to assign a filter as a function of the speed. In theory, a suitable Wiener filter would be required for each speed. However, this kind of solution would entail long calculations to discover the filter exactly matched to the speed and would therefore be costly in terms of processing time.

A bank of Wiener filters is then used, in which each filter is matched to a different range of contiguous speeds. A particular filter is used when the speed of the mobile receiver unit is inside a predetermined speed range.

Figure 3 shows the mechanism for assigning the Wiener filters in a preferred

embodiment of the invention. Figure 3 shows a scale of speeds, representing different speeds of the mobile receiver unit:  $V_1, V_2, V_3, \dots, V_n, V_{n+1}$ . Accordingly, if the speed of the mobile is within a range  $[V_1, V_2[$  of speeds between  $V_1$  and  $V_2$  exclusive, the appropriate Wiener filter to use is the filter  $FW_1$ ; if the speed of the mobile is within a range  $[V_2, V_3[$  of speeds between  $V_2$  and  $V_3$  exclusive, the appropriate Wiener filter to use is the filter  $FW_2$ ; and so on, so that if the speed of the mobile is within a range  $[V_n, V_{n+1}[$  of speeds between  $V_n$  and  $V_{n+1}$  exclusive, the appropriate Wiener filter to use is the filter  $FW_n$ .

Consequently, thanks to the speed estimator 8, which supplies an estimate of the speed of the mobile receiver unit to the unit 9 containing the bank of Wiener filters, it is possible to configure the Wiener filter appropriate to the speed automatically and dynamically. Thus the parameters of the Wiener filter used are set by the speed estimate.

The Wiener filter selected in this way by the speed estimator 8 then filters the channel coefficients from the channel estimator 7 in a manner that is appropriate to the speed. This filtering provides the filtered channel coefficients and thereby corrects the channel coefficient estimation error.

Thereafter, once filtering has attenuated the channel estimation errors, the combiner circuit 10 combines all the preceding paths into a single path in a coherent manner, i.e. correcting phase errors and time-delays. The combiner circuit 10 delays the signals that arrive first in order to process those that arrive with a delay afterward so that they can all be combined at the same time, with their phase corrected.

It is therefore necessary for the input of the combiner circuit 10 to receive the multipath signal, the time-delays calculated by the pathfinder circuit 6, and the channel estimates from the channel estimator 7 that have been subjected to Wiener filtering in the filter unit 9.

A signal is obtained at the output of the combiner circuit 10 that is combined with the maximum power coherently, and therefore with no phase error. Demodulation can then begin to recover the data bits.

The receiver device in accordance with the present invention, which uses a Wiener filter whose parameters are set by a speed estimator, improves reception much better than prior art receiver devices. This is described with reference to figure 4, which shows performance in terms of the bit error rate (BER) as a function of the signal/noise (energy bit/noise) ratio  $E_b/N_0$  at the receive antenna of the mobile receiver unit when the mobile receiver unit is traveling at 37.5 kilometers per hour.

The error rate represents the percentage of errors in the digital signal received by the mobile receiver unit.

In figure 4, a first curve S1 corresponds to the performance in terms of the BER as a function of the ratio  $E_b/N_0$  when a Wiener filter whose parameters have been set by the speed estimator, i.e. in accordance with the present invention, is used in the mobile receiver unit. A second curve S2 corresponds to performance in terms of the BER as a function of the ratio  $E_b/N_0$  if an ideal filter matched to the exact speed of 37.5 kilometers per hour is used in the mobile receiver unit. The curves S1 and S2 are the same. Finally, a curve S3 corresponds to performance in terms of the BER as a function of the ratio  $E_b/N_0$  if no Wiener filter is used.

A BER of  $10^{-3}$  is considered by way of example. A BER of  $10^{-3}$  means that the required quality of service corresponds to one wrong data bit every thousand bits.

For a BER of  $10^{-3}$ , the signal/noise ratio  $E_b/N_0$  for the curve S1, representative of the situation in which a Wiener filter whose parameters have been set by the speed estimator is used, is 7.2 decibels. For the curve S2, representative of the ideal filter, the ratio  $E_b/N_0$  is also 7.2 decibels for a BER of  $10^{-3}$ . Thus, by using a Wiener filter whose parameters are set by the speed estimator, the same performance is obtained as with the ideal filter.

In contrast, for the curve S3, representative of the situation in which no Wiener filter is used, the ratio  $E_b/N_0$  is 7.7 decibels, i.e. 0.5 decibels worse than for the curve S1. Thus, in this case, to obtain the same quality of service, it is necessary to provide a higher base station and mobile transmit power.

Using in the mobile receiver unit a Wiener filter whose parameters are set by the speed estimator, i.e. in accordance with the present invention, obtains a power saving of 0.5 decibels at 37.5 kilometers per hour and therefore enables the base station to transmit at a lower power. This phenomenon has a particular importance in the context of the universal mobile telecommunication system (UMTS) standard, in accordance with which the number of users for a base station is intimately related to the transmit power. Accordingly, the lower the transmit power, the greater the number of users for the same base station.

The speed estimator is described in more detail next with reference to figures 5 and 6 in particular. The speed is estimated by means of a simple process that is suitable for any type of propagation channel.

To improve the quality of service it is very important to know the speed of the mobile receiver unit. In fact, the speed of the mobile receiver unit causes channel

variations and this has a direct impact on the channel estimate and consequently on the bit error rate BER. To improve reception quality, a channel estimator is employed, followed by Wiener filtering of the impulse response of the propagation channel. However, if high processing performance is to be obtained, the Wiener filter to be used must be matched to the speed of the mobile receiver unit. This is why, in accordance with the invention, a speed estimator is used in the receiver device to set the parameters of the Wiener filter to be used.

The method according to the invention is based on the principle of the Doppler frequency which, as is well known, is related to the speed of the mobile receiver unit. The speed of the mobile receiver unit is related to the propagation channel variations, which variations cause distortion of the signal, in particular phase variation.

Accordingly, the method of estimating the speed consists in measuring the Doppler frequency by calculating the phase difference between two channel coefficients. The method in accordance with the invention uses the channel impulse response from the channel estimator to measure the phase difference between the impulse responses of two channels. Equation 1 below shows the relation between the channel estimate phase difference and the speed of the mobile receiver unit:

$$V_{n,p} = c \cdot (\phi_{n+p} - \phi_n) / 2\pi \cdot f_c \cdot T_s \quad \text{equation 1}$$

in which:

$V_{n,p}$  is the instantaneous speed at time  $n$ , calculated with a phase difference  $p$  between the phases of the two channel estimates taken into consideration;

$c$  is the speed of light;

$f_c$  is the carrier frequency, of the order of 2 GHz in a UMTS system;

$T_s$  is the sampling period of the channel coefficients and in this example represents 666 microseconds;

$\phi_n$  is the phase of the channel coefficient at time  $n$ ; and

$\phi_{n+p}$  is the phase of the channel coefficient at the time  $n+p$ .

To estimate the speed in this way, it is therefore necessary first to store channel coefficients from the channel estimator.

A first step of the speed estimation method in accordance with the invention consists in adaptive measurement of the speed as a function of the power profile of the multipath signal, as shown in figure 2. Indeed, when the signal/noise ratio  $E_b/N_0$  is too low, the signal cannot be distinguished from noise. The speed measurement is then not representative and may be totally erroneous.

To estimate a representative speed of the mobile receiver unit, a speed is measured for each path  $i$ , as shown in figure 2. This measurement of the speed on each path is performed in accordance with equation 1. All the paths can be taken into account, or just a few paths.

A final estimate of the speed is then obtained by weighting the estimated speed on each path as a function of the power. The various speeds are therefore combined as a function of the power profile of the multipath signal, in accordance with the following equation:

$$\hat{V}_{n,p} = \frac{\sum_{i=1}^N \hat{V}_{n,p,i} \cdot \alpha_i}{\sum_{i=1}^N \alpha_i}$$

in which:

- $\hat{V}_{n,p}$  is an estimate of the instantaneous speed obtained by means of the speeds  $\hat{V}_{n,p,i}$  extracted from the measurements performed on the various paths  $i$ , and

- $\alpha_i$  are coefficients between 0 and 1, calculated as a function of the amplitude of the power of each path  $i$ .

To calculate the coefficients  $\alpha_i$ , the average power can be measured on each path with a first order filter. Accordingly, each coefficient  $\alpha_i$  is calculated as a function of the average power  $P_{i,avg}$  and the instantaneous power  $P_{i,inst}$  of the path  $i$ . If the instantaneous power is below a particular threshold relative to the average power, the corresponding estimated speed is not taken into account.

In this first step, the speed is therefore estimated taking the power profile of the multipath signal into account.

Estimating the speed on each path entails several operations:

Accordingly, a second step consists in estimating the phase variation and adapting  $p$  as a function of the speed of the mobile. The value  $p$  corresponds to the difference expressed as the number of samples between the two phases to be measured to calculate the phase difference. One is taken at time  $n$  and the other at time  $n+p$ . Varying  $p$  as a function of the speed of the mobile enables the phase variation to be calculated under all circumstances, regardless of the Doppler frequency variation.

Figure 5 shows the variation of  $p$  as a function of the speed  $V$ . The value of

$p$  is between  $p_{\min}$  and  $p_{\max}$  depending on the value of the speed. If the speed  $V$  is low,  $p$  is large and is equal to  $p_{\max}$ ; thereafter, as the speed increases,  $p$  decreases to the value  $p_{\min}$ .

The value of  $p$  can be calculated using a linear function of the type  $p = A.V_{n,p} + B$ , in which  $A$  and  $B$  are constants and  $p$  is an integer. This relation between  $p$  and the speed must be seen as an example and is in no way limiting on the invention. Any other equation establishing a variation of  $p$  as a function of the speed can be envisaged.

Accordingly, measuring the speed using two channel coefficients spaced by a number of samples equal to  $p$ , where  $p$  is matched to the speed, reduces the average estimation error due to the Gaussian additive white noise operative on the channel coefficients. The following equation shows the reduction of the average error:

$$\hat{V}_{n,p} = V_{n,p} + K.(\varepsilon + n) / p$$

in which:

- $\varepsilon$  is the average estimation error dependent on the speed;
- $n$  is Gaussian noise;
- $K = c / (2\pi.f_c.T_s)$ ; and
- $\hat{V}_{n,p}$  is the estimate of the speed at time  $n$  and  $V_{n,p}$  the real speed. The

speed estimate is therefore equal to the real speed plus a certain error.

Here  $p$  is a divisor of the average error. Dividing by  $p$  reduces the average error.

A third step consists in calculating the instantaneous speed in accordance with equation 1 above.

A fourth step consists in averaging the estimates of the instantaneous speed using a filter to limit the noise  $n$ . In a preferred embodiment of the invention, this filtering can be applied by means of a low-pass filter with time constant  $\delta$ .

Finally, a fifth step improves the convergence of the algorithm when it is launched.

Figure 6 shows this fifth step. Figure 6 shows the variations in the time constant  $\delta$  of the low-pass filter used in the preceding step as a function of time, to be more precise as a function of time slices. In fact, as explained above, the channel coefficients from the channel estimator are discrete and therefore sampled with an increment  $T_s$ .

The time constant  $\delta$  therefore varies between  $\tau_{\min}$  and  $\tau_{\max}$ . Initially, the time constant  $\delta_{\min}$  is low, which corresponds to fast convergence, enabling the value

of the average speed step to be achieved fairly quickly. Thereafter, the value of  $\delta$  increases as a function of the time slices up to the value  $\delta_{\max}$ , thereby reducing fluctuations due to noise.

Dynamic management of the time constant of the instantaneous speed filter therefore improves the convergence of the algorithm in a number of time slices.

#### **4. Brief Description of Drawings**

Figure 1 is a diagrammatic representation of a rake receiver in a mobile radiocommunication system in one embodiment of the present invention.

Figure 2 is a diagram representing for each path the amplitude of the power of the received signal as a function of the time-delay.

Figure 3 shows the mechanism for assigning Wiener filters in a preferred embodiment of the invention.

Figure 4 shows performance in terms of bit error rate as a function of signal/noise ratio.

Figure 5 shows the variations in the difference between two phases to be measured as a function of the speed of the mobile receiver unit.

Figure 6 shows variations as a function of time of the time constant of a low-pass filter used in the method according to the invention.



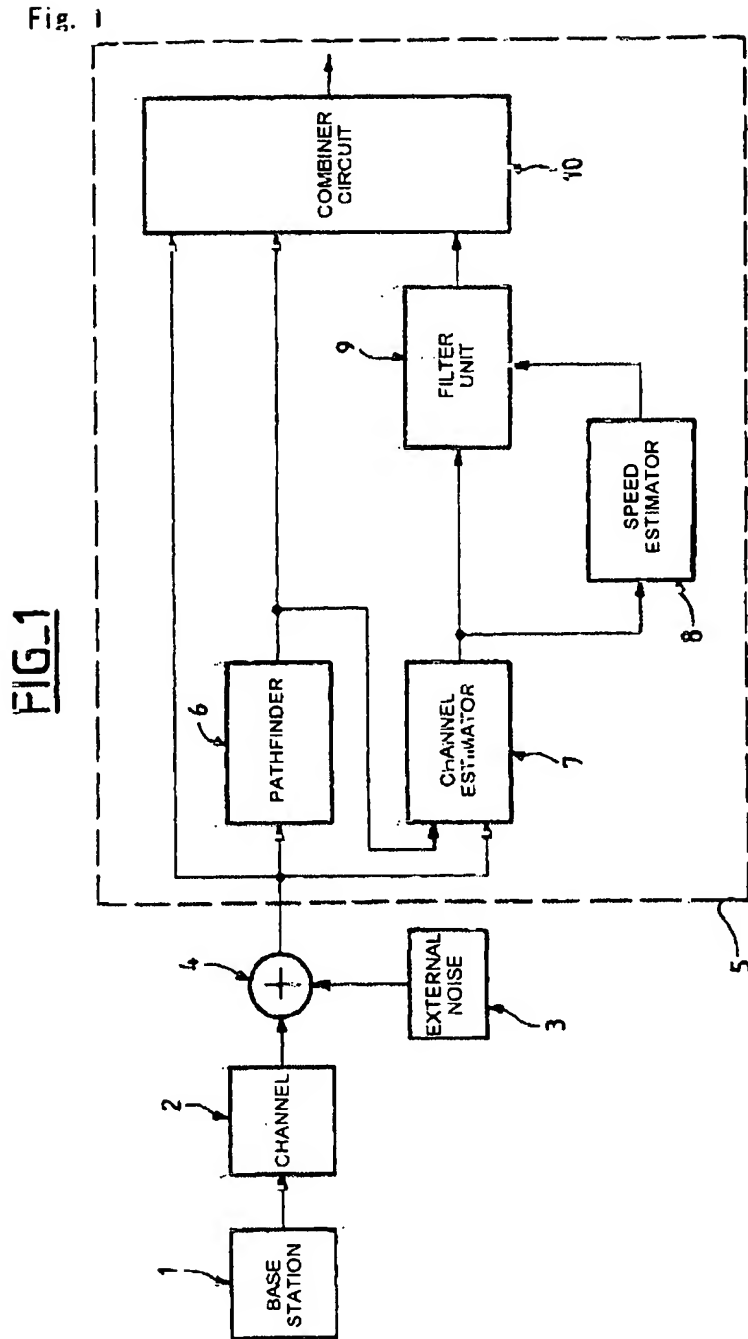


Fig. 2  
Power

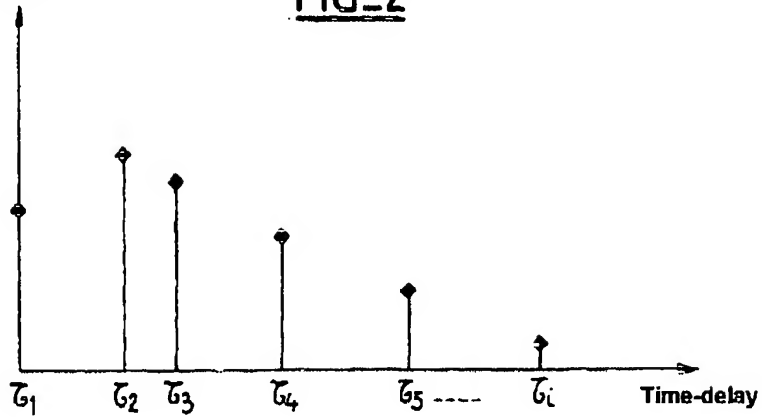


Fig. 3

**FIG\_3**

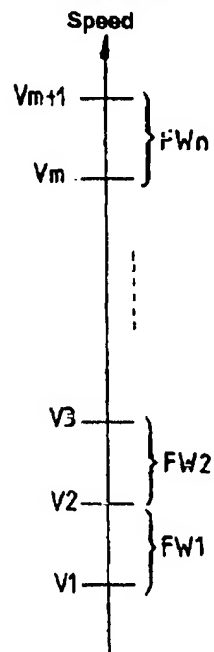


Fig. 4

FIG\_4

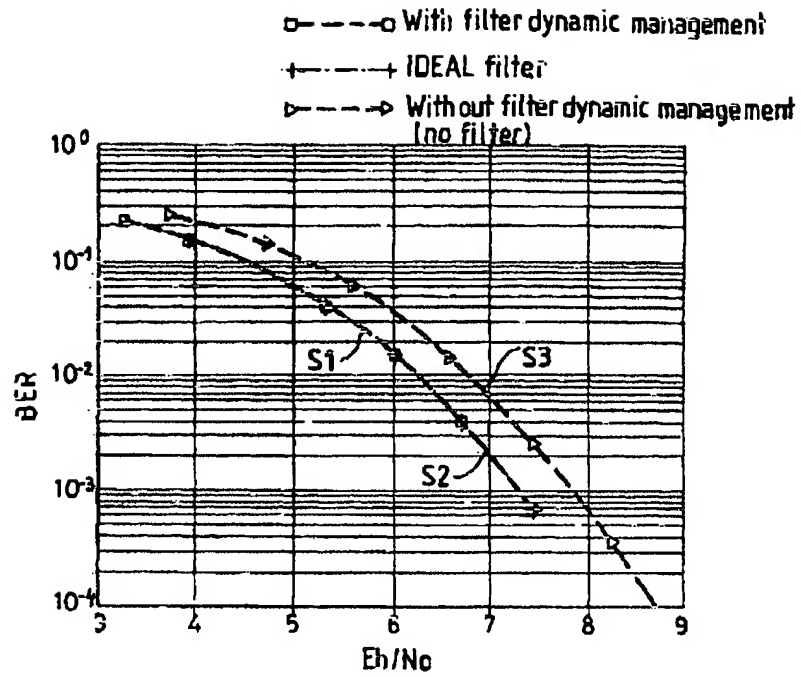


Fig. 5

FIG\_5

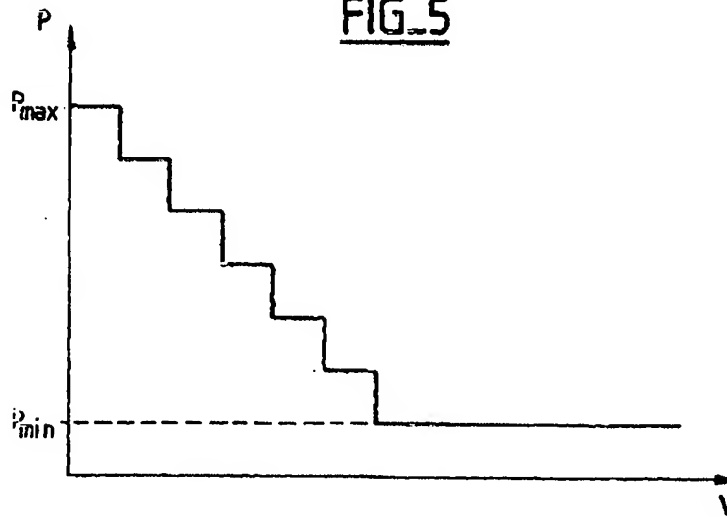
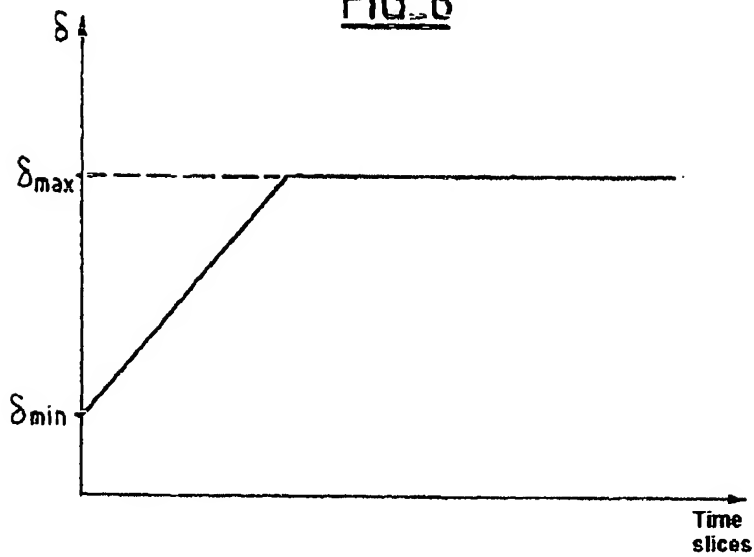


Fig. 6

FIG. 6

## 1. Abstract

A receiver device for a mobile radiocommunication unit communicating with a base station via a propagation channel includes a pathfinder for determining the time-delays associated with a multipath signal, a channel estimator supplying an estimate of the propagation channel to a filter unit, which can be made up of a bank of Wiener filters, which optimizes the estimates of the propagation channel, and to a speed estimator that supplies the estimated speed of the mobile radio communication unit to the filter unit so as to select the appropriate filter corresponding to the speed estimate.

## 2. Representative Drawing

Fig. 1